

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

This Page Blank (uspto)

Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung und ein Verfahren zum kontaktlosen Übertragen von Energie oder Daten, insbesondere eine Diebstahlschutzvorrichtung für ein Kraftfahrzeug, bei der Energie oder Daten zwischen einer stationären Einheit im Kraftfahrzeug und einem tragbaren Transponder ausgetauscht werden.

Derartige Vorrichtungen bestehen zumeist aus einer stationären Einheit und einer tragbaren Einheit (Transponder), die zum Beispiel auf einer Chipkarte oder einem Schlüssel angeordnet ist. Die stationäre Einheit übermittelt hierbei Energie an den Transponder, wodurch Daten von dem Transponder zurückgesendet werden. Hierzu ist vorwiegend ein induktiv (transformatorisch) gekoppeltes Spulenpaar vorgesehen, wobei jede Spule je einem Schwingkreis in der stationären Einheit und in dem Transponder zugeordnet ist. Die Daten- und Energieübertragung erfolgt dabei durch ein hochfrequentes Magnetfeld, durch das in dem jeweils anderen Schwingkreis eine Schwingung angeregt wird.

Sowohl die stationäre Einheit als auch der Transponder können dabei Daten oder Energie sowohl senden als auch empfangen.

Bei derartigen Vorrichtungen zum kontaktlosen Übertragen von Energie oder Daten ist der Wirkungsgrad bekanntermaßen am höchsten, wenn die den Schwingkreis erregende Erregerfrequenz in etwa mit der Resonanzfrequenz des Schwingkreises übereinstimmt. Aufgrund von Bauelementetoleranzen und Temperatureinflüssen kann sich jedoch die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises verschieben. Es ist daher ein Abgleich des Schwingkreises, d. h. der Resonanzfrequenz, notwendig.

Bei einer bekannten Vorrichtung zum kontaktlosen Übertragen von Energie oder Daten (DE 38 10 702 C2) geschieht dieser Abgleich eines Schwingkreises durch einen Regelkreis, durch den Kapazitätsdioden dem Schwingkreis hinzugeschaltet werden. Je nach Regelspannung ändert sich die Kapazität der Kapazitätsdioden, wodurch sich die Gesamtkapazität des Schwingkreises und damit die Resonanzfrequenz ändert. Mit einer solchen Vorrichtung ist eine kontinuierliche Veränderung der Resonanzfrequenz möglich.

Allerdings ist mit einer solchen Vorrichtung nur eine kapazitive Änderung der Schwingkreiseigenschaften möglich. Da überdies die Sperrschicht bei Kapazitätsdioden die Funktion eines Kondensators übernimmt, ist mit einer solchen Vorrichtung nur eine geringe Änderung der Kapazitätswerte möglich. Außerdem weisen Kapazitätsdioden große Bauelementetoleranzen auf. Durch Temperatureinfluß ändert sich ihr Sperrverhalten und somit ihre Kapazität, wodurch das Einsatzgebiet solcher Kapazitätsdioden sehr beschränkt ist.

Bei einer weiteren bekannten Vorrichtung (DE 44 38 287 C1) werden mehrere Kondensatoren parallel zu dem Schwingkreis geschaltet, um die Resonanzfrequenz an die Erregerfrequenz anzupassen. Mit einer solchen Vorrichtung ist jedoch keine kontinuierliche, sondern nur eine stufenweise Anpassung des Schwingkreises möglich.

Das Problem der vorliegenden Erfindung ist es, eine Vorrichtung und ein Verfahren zum kontaktlosen Übertragen von Daten oder Energie zu schaffen, bei dem die Resonanzfrequenz eines Sende-/Empfangsschwingkreises kontinuierlich und in einem weiten Bereich geändert werden kann.

Dieses Problem wird erfindungsgemäß durch die

Merkmale der Patentansprüche 1 und 4 gelöst. Vorteilhaft Ausgestaltungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet.

Mit der vorliegenden Erfindung kann die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises auf einfache Weise kontinuierlich verändert werden. Der Schwingkreis kann dabei sowohl kapazitiv als auch induktiv durch eine nur phasenweise zuschaltbare Impedanz verändert werden. Als Impedanzen können Kapazitäten oder Induktivitäten verwendet werden, deren Grundwerte infolge von Temperatureinflüssen gegenüber Halbleiterbauelementen nur gering variieren. Außerdem sind solche Impedanzen nur mit geringen Bauelementetoleranzen behaftet.

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden im folgenden anhand der in der Zeichnung dargestellten schematischen Figuren näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Blockschaltbild einer erfindungsgemäßen Vorrichtung,

Fig. 2a bis 2d Ausführungsbeispiele der Vorrichtung nach Fig. 1,

Fig. 3 eine Schaltungsanordnung (Ersatzschaltbild) zum Verändern der Resonanzfrequenz eines Schwingkreises und

Fig. 4a bis 4h Signaldiagramme der Schaltungsanordnung nach Fig. 3.

Eine erfindungsgemäße Vorrichtung zum kontaktlosen Übertragen von Energie oder Daten weist einen LC-Schwingkreis (Fig. 1) auf (Reihenschwingkreis oder Parallelschwingkreis), der aus einem Widerstand R einem Kondensator C und einer Spule L besteht. Der Schwingkreis wird durch einen Generator oder Oszillator 1 mit einer Erregerfrequenz f_E zu einer Schwingung angeregt.

Durch eine solche Schwingung wird ein magnetisches Wechselfeld zum Aussenden von Energie oder Daten erzeugt. Überdies kann ein solcher Schwingkreis auch durch ein externes, magnetisches Wechselfeld zum Schwingen angeregt werden, wodurch Energie oder Daten von außen empfangen werden.

Jeder Schwingkreis besitzt eine Eigenfrequenz oder auch Resonanzfrequenz f_R genannt, die durch die Induktivität der Spule L und die Kapazität des Kondensators der verwendeten Bauelemente des Schwingkreises (Gesamtimpedanz) bestimmt wird:

$$f_R = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Bei einem Serien- oder Parallelschwingkreis wird die Resonanzfrequenz f_R im wesentlichen durch die Induktivität der Spule L und durch die Kapazität des Kondensators C bestimmt. Der Widerstand R hat im wesentlichen keinen Einfluß auf die Resonanzfrequenz f_R . Aus diesem Grund wird der Widerstand R bei der folgenden Betrachtung vernachlässigt.

Zum Aussenden von Energie oder Daten wird der Schwingkreis durch den Oszillator 1 mit einer Erregergröße zu einer Schwingung mit der Erregerfrequenz f_E gezwungen. Als Erregergröße kann die Ausgangsspannung u oder der Ausgangsstrom i des Oszillators 1 verwendet werden. Zwischen dem Oszillator 1 und dem Schwingkreis kann zusätzlich noch ein (nicht dargestellter) Frequenzteiler angeordnet sein, der die Oszillatorfrequenz auf die gewünschte Erregerfrequenz f_E herunterteilt.

Die erzeugte Schwingungsintensität (Amplitude) des auszusendenden oder des empfangenen Signals ist bekanntermaßen am größten, wenn der Schwingkreis mit der Erregerfrequenz f_E gleich der Resonanzfrequenz f_R erregt wird. Dies gilt sowohl für das Senden als auch das Empfangen von Energie oder Daten. Wenn die Erregerfrequenz f_E der empfangenen Schwingung von der Resonanzfrequenz f_R des Schwingkreises abweicht, so wird die empfangene Intensität kleiner.

Infolge von Bauteiltoleranzen, Alterung von Bauteilen oder Temperatureinflüssen kann sich die Resonanzfrequenz f_R des Schwingkreises gegenüber der gewünschten Resonanzfrequenz f_R verschieben. Optimale Bedingungen zum Übertragen und Empfangen von Daten oder Energie werden dann erzielt, wenn die Resonanzfrequenz f_R in etwa mit der Erregerfrequenz f_E übereinstimmt. Hierzu wird erfindungsgemäß vorgesehen, die Impedanz des Schwingkreises durch kontinuierliches Hinzuschalten einer Abgleichimpedanz Z_{AR} so zu verändern, daß die Resonanzfrequenz f_R an die Erregerfrequenz f_E angepaßt wird.

Hierzu wird die Verstimmung, das heißt der Differenz zwischen der Erregerfrequenz f_E und der Resonanzfrequenz f_R , gemessen und abhängig davon wird die Abgleichimpedanz Z_{AR} über eine Steuervorrichtung 2 und einen Schalter 3 dem Schwingkreis in bestimmten Zeitintervallen, d. h. nur phasenweise, effektiv hinzu- oder weggeschaltet. Die effektive Größe der so gesteuerten Abgleichimpedanz Z_{AR} ist dabei stufenlos veränderlich und derart bestimmt, daß sich eine neue Resonanzfrequenz f_R ergibt, die an die Erregerfrequenz f_E angepaßt ist. Der Schwingkreis kann mit Hilfe der Steuervorrichtung 2 auch auf einen fest vorgegebenen Verstimmungsgrad eingeregelt werden.

In den Fig. 2a bis 2d sind verschiedene Variationsmöglichkeiten dargestellt, wie die Gesamtimpedanz des Schwingkreises die Abgleichimpedanz Z_{AR} verändert werden kann. So kann eine Abgleichspule L_{AR} in Serie (Fig. 2a) oder parallel (Fig. 2b) zu der Spule L angeordnet sein. Ebenso kann ein Abgleichkondensator C_{AR} in Serie (Fig. 2c) oder parallel (Fig. 2d) zu dem Kondensator C des Schwingkreises angeordnet sein.

Beispielsweise kann bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 2d eine effektive Kapazität $C_{AR\text{eff}}$ des Abgleichkondensators C_{AR} , die infolge einer nur phasenweisen Ansteuerung des Abgleichkondensators C_{AR} erzielt wird, mit Hilfe der Fourier-Analyse des durch den Abgleichkondensator C_{AR} fließenden Stroms einfach ermittelt werden. Die resultierende Gesamtkapazität C_{Res} , die die Resonanzfrequenz f_R bestimmt, errechnet sich in diesem Fall zu:

$$C_{\text{Res}} = C_{AR\text{eff}} + C$$

Bei diesen Variationsmöglichkeiten (Fig. 2a bis 2d) sind jedoch Zusatzschaltelemente unberücksichtigt, die beispielsweise zum Schalten einer Induktivität oder Kapazität notwendig sind. Solche Zusatzschaltelemente sind z. B. Freilaufdioden. Für die Erfindung sind diese Zusatzschaltelemente jedoch unwesentlich.

Im folgenden wird die Erfindung anhand eines Ausführungsbeispiels näher erläutert, bei dem ein Abgleichkondensator C_{AR} — wie in Fig. 2d dargestellt — als Abgleichimpedanz Z_{AR} parallel zu dem Kondensator C des Schwingkreises angeordnet ist.

In der Fig. 3 ist Ausführungsbeispiel einer Schaltungsanordnung dargestellt, mit der die Abgleichimpedanz Z_{AR} zeitlich gesteuert dem Schwingkreis stufenlos

hinzu- oder weggeschaltet werden kann. Der Schwingkreis, der im wesentlichen aus der Spule L und dem Kondensator C besteht, wird von dem Oszillator 1 mit der Erregerfrequenz f_E zum Schwingen angeregt. Der Oszillator 1 erzeugt dabei eine Rechteckschwingung mit der festen Erregerfrequenz f_E .

Abhängig von den Bauelementen, d. h. der Spule L und dem Kondensator C, sowie der Güte des Schwingkreises stellt sich zwischen der Spule L und dem Kondensator C eine Schwingkreisspannung U_A (vgl. auch Fig. 4a) mit einer bestimmten Schwingungsamplitude und einer Phase in Bezug zu der Phase der Oszillatorspannung U_O ein. Die Amplitude und die Phase der Schwingkreisspannung U_A hängen dabei von der Verstimmung des Schwingkreises, d. h. von der Differenz zwischen der Erregerfrequenz f_E und der Resonanzfrequenz f_R ab.

Wenn die Resonanzfrequenz f_R gleich der Erregerfrequenz f_E (im folgenden als Resonanzfall bezeichnet) ist, dann ist die Phase der Schwingkreisspannung U_A aufgrund der Phasenverschiebung durch die Spule L um 90° nacheilend gegenüber der Phase der Oszillatorspannung U_O . Dies ist unabhängig von der Güte des Schwingkreises.

Die Oszillatorspannung U_O wird direkt am Oszillator 1 abgegriffen und als Referenzwert einem EXOR-Gatter 4 zugeführt (vgl. Fig. 4c). Ebenso wird die Schwingkreisspannung U_A zwischen der Spule L und dem Kondensator C abgegriffen, über einen Schmitt-Trigger 5 digitalisiert und ebenfalls dem EXOR-Gatter 4 zugeführt (vgl. Fig. 4d). Somit werden die Phase der Oszillatorspannung U_O mit der Phase der Schwingkreisspannung U_A miteinander verglichen, um ihre Phasendifferenz und der daraus sich ergebenden Differenz zwischen der Resonanzfrequenz f_R und der Erregerfrequenz f_E festzustellen.

Am Ausgang des EXOR-Gatters 4 steht ein Phasensignal U_ϕ (vgl. Fig. 4e) mit einer Phase ϕ und einer Amplitude \hat{U}_ϕ (Gleichspannungsanteil nach einem Tiefpaß 6) zur Verfügung. Das Phasensignal U_ϕ ist abhängig von der Phasenverschiebung ϕ zwischen der Schwingkreisspannung U_A und Oszillatorspannung U_O . Das Phasensignal U_ϕ weist eine Frequenz f auf, die der doppelten Erregerfrequenz f_E ($f = 2f_E$) entspricht.

Der gemessene Gleichspannungsanteil \hat{U}_ϕ und ein vorgegebenes Sollwertsignal \hat{U}_{ϕ^*} (Referenzwert), das einer Gleichspannung entspricht, wobei deren Amplitude der Amplitude \hat{U}_ϕ im Resonanzfall entspricht, werden einem Regler 7 zugeführt. Der Regler 7 erzeugt an seinem Ausgang ein Regelsignal U_R und steuert mit diesem Signal ein flankengetriggertes Monoflop 8, durch das ein Steuersignal U_T (vgl. Fig. 4f) mit Steuerimpulsen der Zeitdauer τ festgelegt werden.

Das Monoflop 8 wird mit jeder fallenden Flanke des Phasensignals U_ϕ , das heißt bei jedem Nulldurchgang der Schwingkreisspannung U_A (vgl. Fig. 4a) gestartet. Am Ausgang des Monoflops 8 steht ein Steuersignal U_T an, durch das ein D-Flipflop 9 durch seine fallende Flanke getaktet wird. Am D-Eingang des D-Flipflops 9 liegt die digitalisierte Schwingkreisspannung U_A an, durch die — zum Zeitpunkt einer fallenden Flanke des Steuersignals U_T — die Zustände der Ausgänge Q und \bar{Q} des D-Flipflops 9 bestimmt werden (vgl. Fig. 4g und 4h).

Die Ausgänge Q und \bar{Q} des D-Flipflops 9 sind mit Schalter S_N und S_P verbunden, durch die der Abgleichkondensator C_{AR} über Dioden D_N und D_P gegen Masse und infolgedessen zu dem Schwingkreis hinzu- oder weggeschaltet wird.

Anhand der Fig. 4a bis 4h wird im folgenden das erfindungsgemäße Verfahren näher erläutert. Dabei sind in der Fig. 4a die Schwingkreisspannung U_A (dünne Kurve in der Fig. 4a) und die Abgleichspannung u_{CAR} (fette Kurve in der Fig. 4a), die über dem Abgleichkondensator CAR anliegt, dargestellt. Den Verlauf des Ladestroms i_{CAR} , der in den Abgleichkondensator CAR fließt und ihn somit auflädt, zeigt Fig. 4b. Die Oszillatorspannung U_0 und die digitalisierte Schwingkreisspannung U_A sind in den Fig. 4c bzw. 4d gezeigt. Das Phasensignal U_ϕ ist in der Fig. 4e und das Steuersignal U_T ist in der Fig. 4f dargestellt. Die Fig. 4g und 4h zeigen Steuerimpulse für die Schalter S_N bzw. S_P .

Zum Zeitpunkt t_0 sei der Schalter S_P geschlossen. Der Abgleichkondensator CAR ist somit dem Kondensator C des Schwingkreises parallel zugeschaltet. Die Spannung U_{ACR} an dem Abgleichkondensator CAR folgt der Schwingkreisspannung U_A bis zum Zeitpunkt t_1 (dies entspricht der Zeitdauer τ ; vgl. Fig. 4a und 4f). Der Abgleichkondensator CAR ist nun auf die Spannung $U_A \cdot \sin(2\pi f_E \cdot \tau)$ aufgeladen. Durch Umschalten der Schalter S_N und S_P (S_N wird leitend und S_P wird offen) nach der Zeitdauer τ (zum Zeitpunkt t_1) wird ein weiteres Aufladen des Abgleichkondensators CAR unterbrochen, da die Diode D_N sperrt, wenn die Schwingkreisspannung U_A größer ist als die Abgleichspannung u_{CAR} . Und da die Ladung des Abgleichkondensators CAR dann konstant bleibt, erhöht sich das Spannungspotential im Knotenpunkt, wenn die Schwingkreisspannung U_A weiter ansteigt.

Da der Schalter S_N leitend geschaltet ist, kann zum Zeitpunkt t_2 (Fig. 4a) ein negativer Ladestrom i_{CAR} über die Diode D_N und den Schalter S_N einsetzen, sobald die Schwingkreisspannung U_A die Abgleichspannung u_{CAR} unterschreitet. Denn dann liegt der Knotenpunkt zwischen den beiden Schaltern S_N und S_P wieder auf Masse. Der negative Ladestrom i_{CAR} wird zum Zeitpunkt t_3 durch erneutes Umschalten nach der Zeitdauer τ nach dem Nulldurchgang der Schwingkreisspannung U_A (Ausschalten des Schalters S_N) unterbrochen und kann zum Zeitpunkt t_4 wieder in positiver Richtung über die Diode D_P und den Schalter S_P einsetzen.

Zum Zeitpunkt t_5 wird der Ladevorgang erneut unterbrochen (Einschalten des Schalters S_N und Ausschalten des Schalters S_P). Somit ergeben sich für den Ladestrom i_{CAR} , der den Abgleichkondensator CAR auflädt, beidseitig angeschnittene Cosinusverläufe (vgl. Fig. 4b, fett dargestellte Kurve), so daß der Abgleichkondensator CAR nur teilweise wirksam dem Schwingkreis zugeschaltet ist (es wirkt nur seine effektive Kapazität $C_{A_{\text{eff}}}$).

Die Anschnittbreite wird über die Zeitdauer τ gesteuert. Je größer die Zeitdauer τ wird, desto länger fließt der Ladestrom i_{CAR} . Je kürzer die Zeitdauer τ wird, desto weniger Ladestrom i_{CAR} (d. h. kleinere Ladung des Abgleichkondensators CAR) fließt durch den Abgleichkondensator CAR . Da der Ladestrom i_{CAR} durch die Kapazität des Abgleichkondensators CAR und die zeitliche Ableitung der Abgleichspannung u_{CAR} definiert ist ($i_{CAR} = C_{AR} \cdot du_{CAR}/dt$), ergibt sich aus der Umkehrung davon, daß die Ladung und somit wirksame Kapazität $C_{A_{\text{eff}}}$ des Abgleichkondensators CAR durch den zeitabhängigen Ladestrom i_{CAR} und damit durch die Zeitdauer τ bestimmt wird.

Da die Zeitdauer τ abhängig von der Differenz der Erregerfrequenz f_E und der Resonanzfrequenz f_R ist, wird der Schwingkreis infolgedessen durch die Erfindung stufenlos und automatisch abgeglichen. Es kann

also über die Zeitdauer τ die Wirksamkeit des Abgleichkondensators CAR und somit die Resonanzfrequenz f_R stetig gesteuert werden. Daher ist bei Zuschalten des Abgleichkondensators CAR nicht sein voller Kapazitätswert wirksam, sondern nur ein dem Ladestrom i_{CAR} entsprechender Teil davon, wodurch die effektive Kapazität $C_{A_{\text{eff}}}$ bewirkt wird.

Wenn die Zeitdauer τ größer wird, so liegen die Zeitpunkte t_1 und t_2 sowie t_5 und t_6 nahe beieinander, während gleichzeitig der Zeitraum zwischen den Zeitpunkten t_0 und t_1 bzw. t_4 und t_5 größer wird. Umgekehrt wird der Zeitraum zwischen den Zeitpunkten t_0 und t_1 kleiner, wenn die Zeitdauer τ kleiner werden soll.

Es sei nun angenommen, daß der Schwingkreis nach unten verstimmt ist, d. h. die Summe aus der Kapazität des Kondensators C und dem wirksamen Anteil der Kapazität des Abgleichkondensators CAR sei zu groß. Dies hat zur Folge, daß die Schwingkreisspannung U_A gegenüber der Oszillatorspannung U_0 um mehr als 90° in der Phase nacheilt. Das sich am Ausgang des EXOR-Gatters 4 ergebende Phasensignal U_ϕ hat ein Impulspausenverhältnis von größer als 50%. Der Gleichspannungsanteil \bar{U}_ϕ ist somit größer als der Referenzwert \bar{U}_{ϕ^*} . Der Regler 7 erhält eine negative Regelabweichung und steuert seine Regelsignal U_{IS} zurück. Die daraus resultierende Zeitdauer τ wird auf diese Weise geringer und der wirksame Anteil des Abgleichkondensators CAR mit Hilfe des Ladestroms i_{CAR} so weit reduziert, bis die Resonanzfrequenz f_R erreicht ist.

Der Abgleichkondensator CAR wird also dadurch dem Schwingkreis hinzugeschaltet, daß der Abgleichkondensator CAR durch den Ladestrom i_{CAR} phasenanschnittgesteuert geladen wird. Dies bedeutet, daß der Ladestrom i_{CAR} nicht während der gesamten Periodendauer T_E der Schwingung wirksam fließt, sondern nur während einiger von der Zeitdauer τ abhängigen Phasenabschnitte. Der Abgleichkondensator CAR wird also nicht vollständig geladen, so daß nur ein Teil seiner Kapazität wirksam wird und auf den Schwingkreis einwirkt. Wenn ein Abgleichkondensator CAR mit einem höheren Gesamtwert eingesetzt wird, so ist folglich der wirksame Anteil und auch der Regelbereich größer. Wird nur ein kleiner Abgleichkondensator CAR verwendet, so kann nur in einem kleinen Kapazitätsbereich die Gesamtkapazität des Schwingkreises geändert werden.

Die Verwendung eines Kondensators als Abgleichimpedanz ZAR hat den Vorteil, daß ein kostengünstiges Bauelement als Abgleichelement für den Schwingkreis dient. Die Bauelementetoleranzen des Abgleichkondensators CAR haben keinen Einfluß auf die Abstimmung, da diese über die Steuervorrichtung 2 ausgeregelt werden können.

Bei der Dimensionierung des Schwingkreises kann beispielsweise der Kondensator C in seinem Kapazitätswert kleiner dimensioniert werden, so daß auf jeden Fall ein Teil des Abgleichkondensators CAR wirksam zu dem Kondensator C hinzugeschaltet werden muß, damit die Resonanzfrequenz f_R eingeregelt werden kann. Dadurch wird erreicht, daß ein Stellbereich für die Resonanzfrequenz f_R erzielt wird, wie er durch eine Zuschaltung von $\pm 1/2 C_{AR}$ erreicht würde. Daher kann die Gesamtkapazität des Schwingkreises größer und auch kleiner werden.

Die Größe des Abgleichkondensators CAR und des Kondensators C des Schwingkreises wird so bestimmt, daß bei den zu erwartenden Bauteiltoleranzen und Temperatureinflüssen noch ein Abgleich des Schwingkreises sicher möglich ist. So können die Kapazitätswerte

te für C_{AR} und C so gewählt werden, daß die folgende Bedingung sicher erfüllt ist (ausgehend von einer gewünschten Erregerfrequenz f_E und bei Parallelschaltung des Abgleichkondensators C_{AR}):

$$\sqrt{\frac{1}{L \cdot (C + C_{AR})}} < f_E < \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$$

Vorteilhaft ist es, diese Vorrichtung bei einer Diebstahlschutzvorrichtung (nicht in der Zeichnung dargestellt) für ein Kraftfahrzeug einzusetzen. Insbesondere kann die erfindungsgemäße Vorrichtung bei einer Wegfahrsperre eingesetzt werden. Hierzu ist ein erster Schwingkreis in einem Schloß (Schloßschwingkreis), vorzugsweise in dem Zündschloß angeordnet und wird von einem Oszillator 1 angesteuert. In einer ersten Phase werden Energiesignale erzeugt, die durch ein magnetisches Wechselfeld über die Spule des Schloßschwingkreises ausgesendet werden.

Ein tragbarer Transponder, der auf einer Chipkarte oder einem Zündschlüssel angeordnet ist, weist ebenfalls einen Schwingkreis (Schlüsselschwingkreis) auf. Wenn die Spule des Schlosses und des Transponder nahe beieinander angeordnet sind, so findet eine transformatorische Übertragung von Energie und Daten statt.

Der Schwingkreis des Schlosses sendet die Energiesignale aus, die den Schlüsselschwingkreis zum Schwingen anregen. Diese Schwingung wird durch eine schlüsselspezifische Codeinformation moduliert. Das somit erzeugte hochfrequente Magnetfeld wirkt auf den Schloßschwingkreis zurück und erregt seinerseits dort eine Schwingung.

Die im Schloßschwingkreis erregte modulierte Schwingung wird von einer Auswerteeinheit erfaßt. Die Codeinformation wird daraus demoduliert, in einem Komparator mit einer Sollcodeinformation verglichen und bei Übereinstimmung wird ein Freigabesignal an die Wegfahrsperre gesendet. Somit weist der Transponder seine Berechtigung zum Starten des Kraftfahrzeugs nach.

Sowohl im Schloßschwingkreis als auch im Schlüsselschwingkreis kann unabhängig voneinander ein erfindungsgemäßer Abgleich der Resonanzfrequenz f_R stattfinden. Wenn die Resonanzfrequenz f_R des Schloßschwingkreises nicht mit der Erregerfrequenz f_E des Oszillators 1 übereinstimmt, so wird die Resonanzfrequenz f_R erfindungsgemäß geändert. Wenn die Resonanzfrequenz f_R des Schlüsselschwingkreises nicht mit der Frequenz der übertragenen Energiesignale übereinstimmt, so wird die Resonanzfrequenz f_R des Schlüsselschwingkreises geändert. Und wenn dann die Resonanzfrequenz f_R des Schloßschwingkreises nicht mit der Frequenz der übertragenen Codesignale übereinstimmt, so kann nochmals die Resonanzfrequenz f_R des Schloßschwingkreises verändert werden.

Hierzu wird dementsprechend der Abgleichkondensator C_{AR} eines jeden Schwingkreises phasenanschnittgesteuert jeweils dem Schwingkreis zugeschaltet. Zuvor wird jedoch die Verstimmung des Schwingkreises über die Phasenverschiebung zwischen der Anregung und der Schwingung erfaßt.

Die erfindungsgemäße Vorrichtung und das Verfahren zum Übertragen von Energie oder Daten kann auch bei weiteren Vorrichtungen verwendet werden, bei denen Schwingkreise zum Übertragen oder Empfangen

von Signalen eingesetzt werden.

Die Steuervorrichtung 2 mit dem Regelkreis zum Ändern der Resonanzfrequenz f_R kann dabei sowohl analog als auch digital realisiert werden. Ein Ausführungsbeispiel in Analogtechnik ist in der Fig. 3 dargestellt. Ebenso kann der Abgleichkondensator C_{AR} auch digital über einen Mikroprozessor gesteuert hinzu- oder weggeschaltet werden.

Die Steuervorrichtung 2, die aus dem Schmitt-Trigger 5, dem EXOR-Gatter 4, dem Tiefpaß, dem Regler 7, dem Monoflop 8 und dem D-Flipflop 9 besteht, kann auch als integrierter Schaltkreis ausgebildet sein. Ebenso können die Schalter S_N und S_P in Form von Schalttransistoren sowie die Dioden D_N und D_P integriert sein.

Alle Bauelemente müssen dabei eine Spannungsfestigkeit von z. T. mehreren hundert Volt aufweisen, da die Schwingkreisspannung U_A bei Verwendung in einem Diebstahlschutzsystem eine maximale Amplitude von etwa 100V erreicht.

Mit dieser Vorrichtung kann somit auf einfache Weise die Verstimmung des Schwingkreises gemessen sowie automatisch und stufenlos ausgeregelt werden. Auch ist abhängig von dem Abgleichkondensator C_{AR} ein großer Regelbereich möglich, da Kondensatoren mit sehr hohen Kapazitätswerten einfach und billig hergestellt werden können.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zum kontaktlosen Übertragen von Energie oder Daten mit einem Schwingkreis (R, L, C), der durch Schwingen ein magnetisches Wechselfeld zum Aussenden von Energie oder Daten erzeugt oder der durch ein externes, magnetisches Wechselfeld zum Schwingen angeregt wird, wodurch Energie oder Daten empfangen werden, und dessen Resonanzfrequenz (f_R) durch seine Bauteile (L, C) bestimmt wird, wobei die Resonanzfrequenz (f_R) durch Hinzuschalten einer Impedanz (Z_{AR} ; C_{AR}) kontinuierlich verändert und an eine Erregerfrequenz (f_E), mit der der Schwingkreis zum Schwingen angeregt wird, angepaßt wird, dadurch gekennzeichnet, daß sie eine Zeitsteuereinheit (2; 3-9) aufweist, durch die die Impedanz (Z_{AR} ; C_{AR}) abhängig von der Differenz zwischen der Resonanzfrequenz (f_R) und der Erregerfrequenz (f_E) jeweils innerhalb einer Periodendauer (T_E) der Schwingung nur phasenweise dem Schwingkreis hinzugeschaltet wird.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Impedanz (Z_{AR}) ein Kondensator (C_{AR}) ist, der parallel oder in Serie zu einem Kondensator (C) des Schwingkreises angeordnet ist.

3. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Impedanz (Z_{AR}) eine Induktivität (L_{AR}) ist, die parallel oder in Serie zu einer Spule (L) des Schwingkreises angeordnet ist.

4. Verfahren zum kontaktlosen Übertragen von Energie oder Daten einem Schwingkreis (R, L, C), der durch Schwingen ein magnetisches Wechselfeld zum Aussenden von Energie oder Daten erzeugt oder der durch ein externes, magnetisches Wechselfeld zum Schwingen erregt wird und dessen Resonanzfrequenz (f_R) durch seine Bauteile bestimmt wird, wobei die Resonanzfrequenz (f_R) durch Hinzuschalten einer Impedanz (Z_{AR}) kontinuierlich verändert und an eine Erregerfrequenz f_E angepaßt wird, dadurch gekennzeichnet, daß die

Impedanz durch eine Zeitsteuereinheit (2) abhängig von der Differenz zwischen der Resonanzfrequenz (f_R) und der Erregerfrequenz (f_E) jeweils innerhalb einer Periodendauer (T_E) der Schwingung nur phasenweise dem Schwingkreis hinzugeschaltet wird, wodurch nur ein Teil der Impedanz (Z_{AR}) wirksam wird. 5

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

- Leerseite -

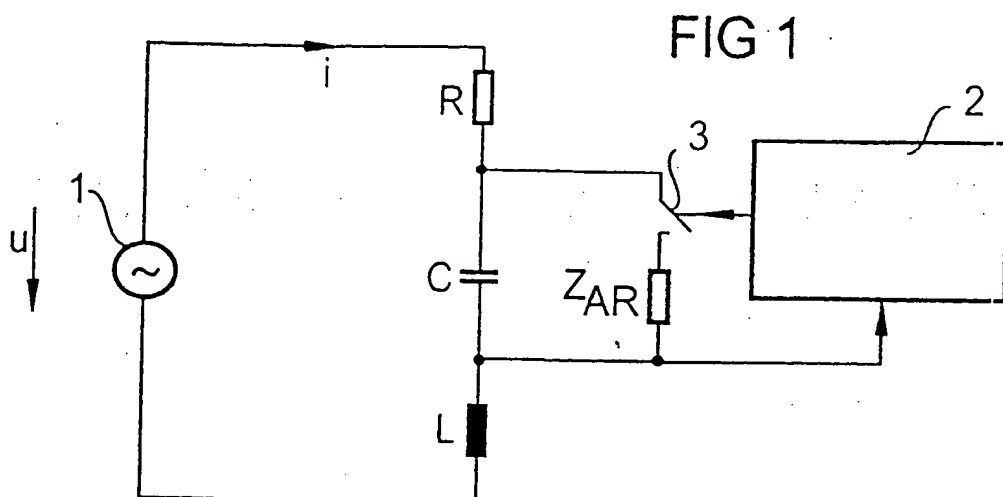


FIG 2a

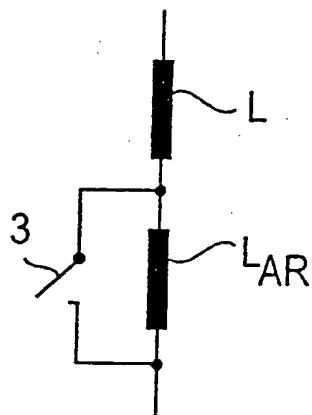


FIG 2b

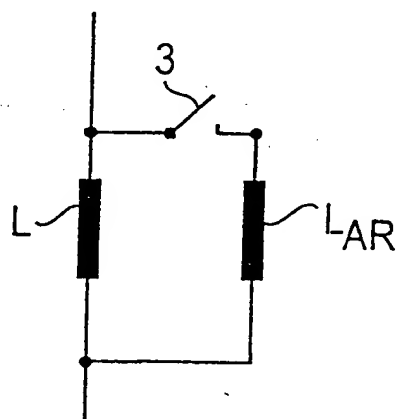


FIG 2c

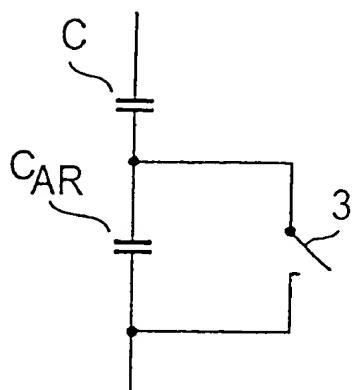


FIG. 2d

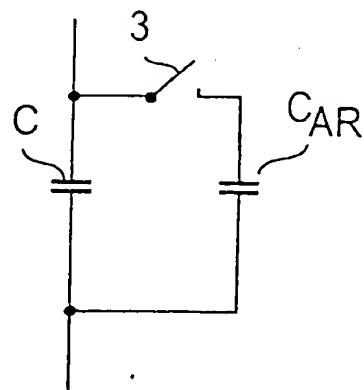


FIG 3

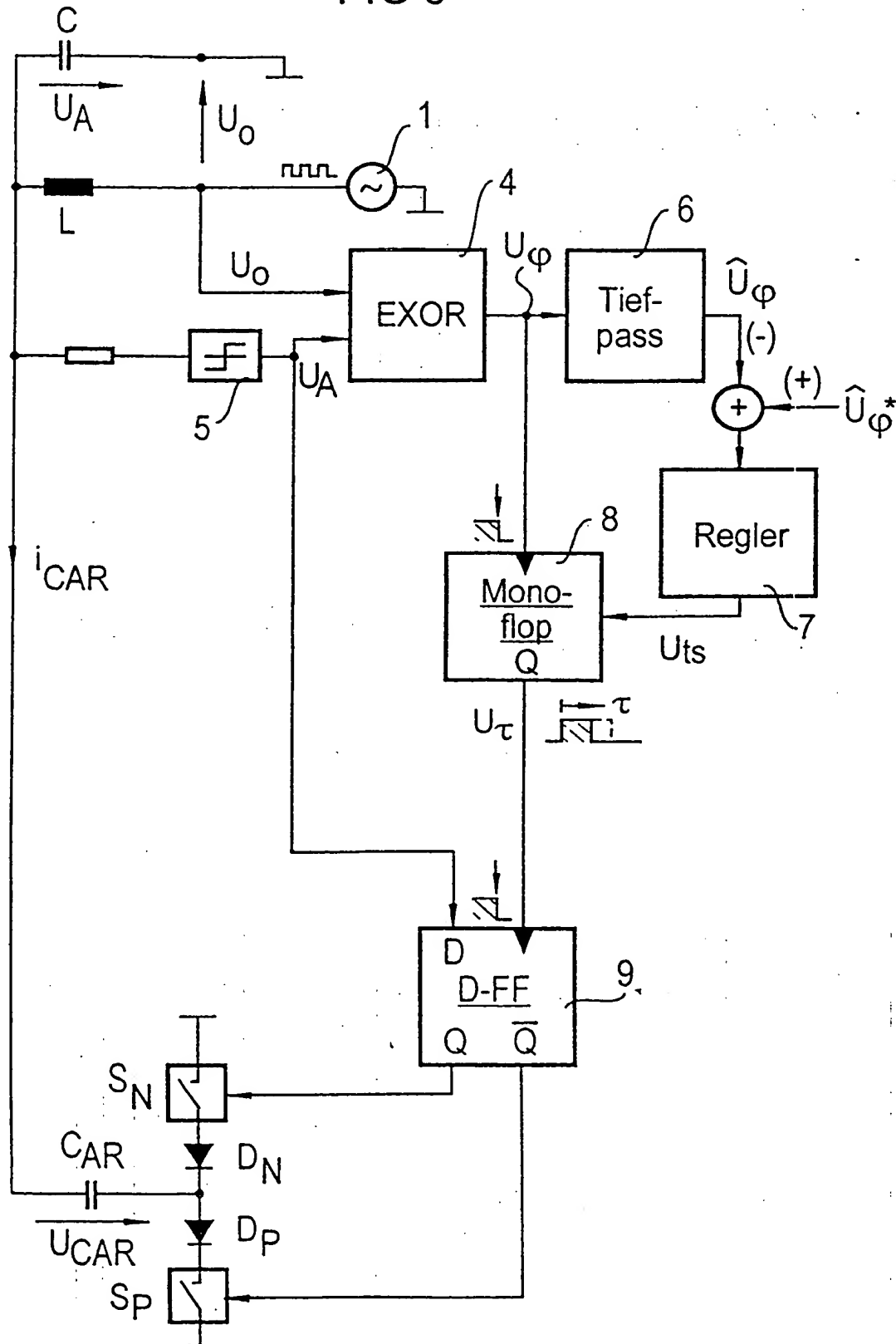


FIG 4a

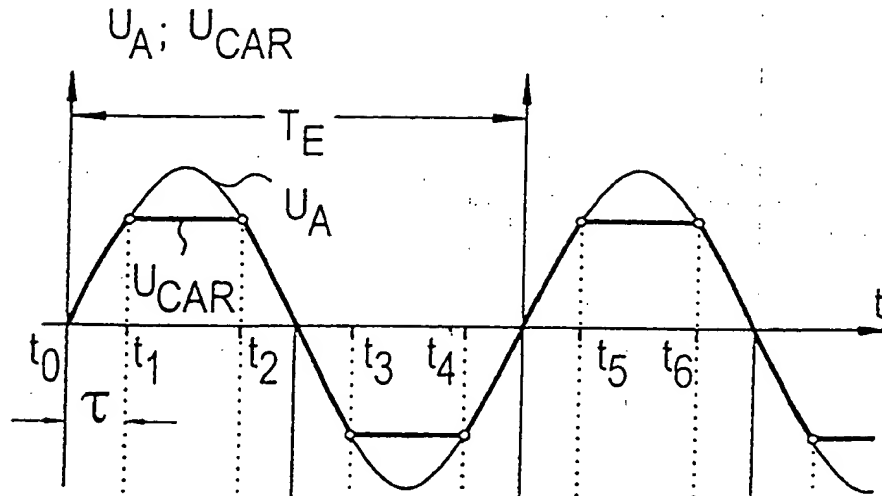


FIG 4b

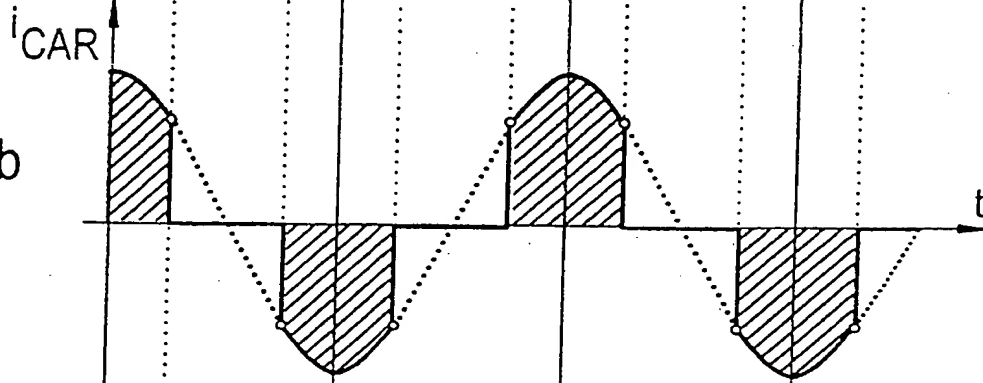


FIG 4c

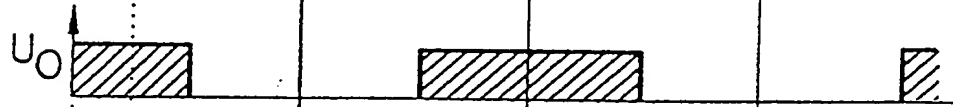


FIG 4d

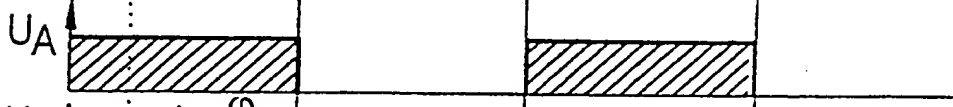


FIG 4e

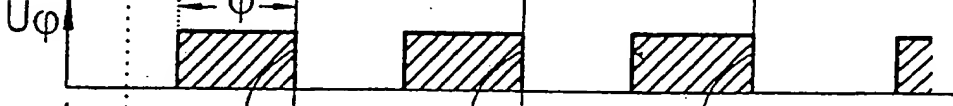


FIG 4f



FIG 4g

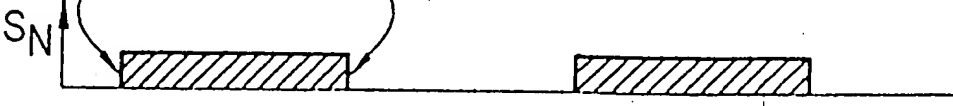


FIG 4h

